

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 08-084439

(43)Date of publication of application : 26.03.1996

(51)Int.Cl.

H02J 7/24

H02P 9/30

(21)Application number : 06-215624

(71)Applicant : NIPPONDENSO CO LTD

(22)Date of filing : 09.09.1994

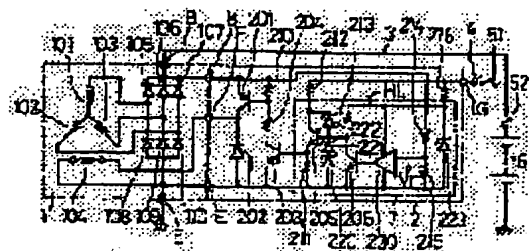
(72)Inventor : SHIBATA KOJI  
ASADA TADATOSHI  
MARUYAMA TOSHINORI

## (54) OUTPUT POWER CONTROLLER OF ALTERNATOR FOR VEHICLE

## (57)Abstract:

PURPOSE: To improve the low-breakdown-voltage design and excitation current by connecting a switching transistor for controlling an excitation current between the DC output terminal and the excitation terminal of an AC generator and providing a control circuit part for intermittently controlling the switching transistor via an ignition switch.

CONSTITUTION: A switching transistor 201 is connected between an output terminal B of an AC generator 1 for vehicle and a field terminal F to intermittently control current flowing to a field coil winding 104 and to keep a generator output voltage to be at a specific value. A base drive transistor 203 intermittently control the base current of the switching transistor 201 and the breakdown voltage is selected equal to or larger than that of the switching transistor 201. By intermittently controlling the field current in a two-stage amplification configuration, the switching transistor 201 reduces ON voltage using a single transistor and increases current flowing to the field coil winding 104 (high excitation effect).



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

02.04.2001

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

3454382

[Date of registration]

25.07.2003

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平8-84439

(43) 公開日 平成8年(1996)3月26日

(51) Int.Cl. <sup>8</sup>	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 2 J 7/24	A			
H 0 2 P 9/30	D			

審査請求 未請求 請求項の数3 O L (全 6 頁)

(21) 出願番号 特願平6-215624

(22) 出願日 平成6年(1994)9月9日

(71) 出願人 000004260

日本電装株式会社

愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地

(72) 発明者 柴田 浩司

愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 日本電装株式会社内

(72) 発明者 浅田 忠利

愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 日本電装株式会社内

(72) 発明者 丸山 敏典

愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 日本電装株式会社内

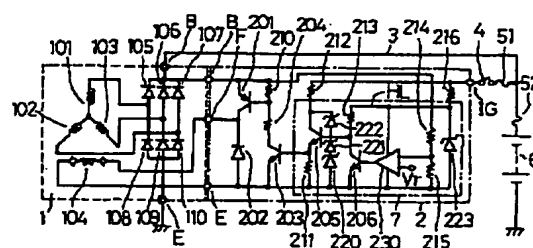
(74) 代理人 弁理士 大川 宏

(54) 【発明の名称】 車両用交流発電機の出力電力制御装置

(57) 【要約】

【目的】レギュレータの低耐圧設計と励磁電流向上の両立が可能で、しかも、信頼性が高い車両用交流発電機の出力電力制御装置を提供する。

【構成及び効果】レギュレータ（車両用交流発電機の出力電力制御装置）の界磁電流制御用のスイッチングトランジスタ201がハイサイドスイッチからなるので界磁コイルの信頼性に優れる上に、このハイサイドスイッチ201が交流発電機1から直接、給電されるので、配線抵抗による電圧降下なしに発電電圧を界磁コイルに印加でき、界磁電流の増大により出力を増加することができる。レギュレータの制御回路部7はイグニッションスイッチ4及び電源端子IGを通じてバッテリー6から給電されるので、ロードダンピングが発生した場合にこの制御回路部7に印加される高電圧が小さくなる。制御回路部7から出力される制御信号をハイサイドスイッチ201に伝達する前置回路段のトランジスタ203が交流発電機1から給電されるので、ハイサイドスイッチ201を安定に駆動することができる。



- 1...車両用交流発電機
- 2...電圧制御装置
- 3...充電線
- 4...イグニッションスイッチ
- 51, 52...ヒューズ
- 6...バッテリー
- 7...電圧制御回路部
- 101~103...電機子巻線
- 104...界磁巻線
- 105~110...ダイオード
- 201...界磁電流制御用トランジスタ (スイッチングトランジスタ)
- 202...界磁電流検出ダイオード
- 203...ベース駆動トランジスタ
- 204...ベース抵抗
- 205, 206...トランジスタ
- 210~218...抵抗
- 220~228...ツェナダイオード
- 230...比較器
- B...発電機出力端子
- IG...電源端子
- F...界磁端子
- E...アース端子

## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 高位端が車両用交流発電機の直流出力端に接続される PNP バイポーラトランジスタ又は PMOS トランジスタからなるハイサイドスイッチにより構成されて前記交流発電機の界磁巻線への通電電流を断続制御するスイッチングトランジスタと、

前記車両用交流発電機の直流出力端から給電されて前記スイッチングトランジスタを制御する前置回路段と、イグニッションスイッチを通じて給電されて前記前置回路段のトランジスタを断続制御する電圧制御回路部と、を備えることを特徴とする車両用交流発電機の出力電力制御装置。

【請求項 2】 前記制御回路部を構成する各トランジスタの耐圧は、前記ハイサイドスイッチ及び前記前置回路段のトランジスタの耐圧より小さく設定される請求項 1 記載の車両用交流発電機の出力電力制御装置。

【請求項 3】 前記前置回路段のトランジスタの耐圧は、前記スイッチングトランジスタの耐圧と同等かより大きく設定される請求項 1 記載の車両用交流発電機の出力電力制御装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は車両用交流発電機の出力電力制御装置に関する。

## 【0002】

【従来技術】 界磁電流を断続するスイッチングトランジスタとして、PNP トランジスタからなるハイサイドスイッチを用いたハイサイドレギュレータが提案されている。例えば、特開昭 55-10831 号公報及び実開昭 54-178041 号公報は、出力電力制御装置（以下、レギュレータともいう）の電源端子がイグニッションスイッチをバッテリーから給電される給電方式（以下、IG 励磁方式という）のレギュレータにおいて、スイッチングトランジスタを PNP バイポーラトランジスタからなるハイサイドスイッチで構成することを開示する。

【0003】 図 3 に、PNP バイポーラトランジスタ 801 をスイッチングトランジスタとして用いる IG 励磁ハイサイドスイッチ式レギュレータ 8 の一例を示す。一方、特公昭 39-1626 号公報、実開昭 54-124139 号公報及び特開昭 57-145541 号公報は、レギュレータの電源端子が交流発電機の直流出力端から給電される給電方式（以下、B 直接励磁方式という）のレギュレータにおいて、スイッチングトランジスタを PNP バイポーラトランジスタからなるハイサイドスイッチで構成することを開示する。

【0004】 図 4 に、PNP バイポーラトランジスタ 901 をスイッチングトランジスタとして用いる B 直接励磁ハイサイドスイッチ式レギュレータ 9 の一例を示す。上記 PNP バイポーラトランジスタを用いたハイサイドスイッチは、励磁コイルの一端をアースでき、その他端

をこのハイサイドスイッチで給電ラインから遮断できるので、信頼性が高いという優れた利点を有している。

【0005】 上記 IG 励磁ハイサイドスイッチ式レギュレータは、バッテリーが給電ラインから外れて、ステータコイルから給電ラインに発電エネルギーが放出される事故（以下、ロードダンプという）が発生した場合でも、車両電気負荷（イグニッション負荷などの車両常用の電気負荷）が給電ラインに放出された発電エネルギーを吸収するので、給電ラインの電圧は無負荷飽和電圧の様な高電圧となることが無く、そのために、レギュレータをそれほど高耐圧設計とする必要が無いという利点を有する。

【0006】 上記 B 直接励磁ハイサイドスイッチ式レギュレータは、上記 IG 励磁ハイサイドスイッチ式レギュレータに比較して、レギュレータ（通常、交流発電機近傍に配置される）の電源電圧として交流発電機の発電電圧を直接用いる分、電圧が高くなると同時に、配線抵抗による電圧降下を低減することができ、界磁電流を増強することができるという利点を有している。

## 【0007】

【発明が解決しようとする課題】 しかしながら、上記した IG 励磁ハイサイドスイッチ式レギュレータでは、B 直接励磁方式とは逆に、レギュレータに給電される電源電圧が各種ロスにより低下し、その分、励磁電流ひいては発電電流が低下してしまうという欠点を有している。

【0008】 逆に、B 直接励磁ハイサイドスイッチ式レギュレータでは、IG 励磁方式とは逆に、レギュレータが発電機から直接給電されるので、給電ラインが交流発電機の直流出力端から外れて、ロードダンプが発生した場合、レギュレータに無負荷飽和電圧が印加されてしまうという問題があり、このためにレギュレータ全体をを高耐圧設計とせなければならないという問題があった。

【0009】 本発明は上記問題点を鑑みなされたものであり、レギュレータの低耐圧設計と励磁電流向上の両立が可能で、しかも、信頼性が高い車両用交流発電機の出力電力制御装置を提供することを、その目的としている。

## 【0010】

【課題を解決するための手段】 本発明の車両用交流発電機の出力電力制御装置の第 1 の構成は、高位端が車両用交流発電機の直流出力端に接続される PNP バイポーラトランジスタ又は PMOS トランジスタからなるハイサイドスイッチにより構成されて前記交流発電機の界磁巻線への通電電流を断続制御するスイッチングトランジスタと、前記車両用交流発電機の直流出力端から給電されて前記スイッチングトランジスタを制御する前置回路段と、イグニッションスイッチを通じて給電されて前記前置回路段のトランジスタを断続制御する電圧制御回路部とを備えることを特徴としている。

【0011】 本発明の第 2 の構成は、上記第 1 の構成において更に、前記電圧制御回路部を構成する各トランジ

スタの耐圧が、前記ハイサイドスイッチ及び前記前置回路段のトランジスタの耐圧より小さく設定されることを特徴としている。本発明の第 3 の構成は、上記第 1 の構成において更に、前記前置回路段のトランジスタの耐圧は、前記スイッチングトランジスタの耐圧と同等かより大きく設定されることを特徴としている。

#### 【0012】

【作用及び発明の効果】本発明の第 1 の構成によれば、レギュレータ（車両用交流発電機の出力電力制御装置）の界磁電流制御用のスイッチングトランジスタがハイサイ  
10    イドスイッチからなるので界磁コイルの信頼性に優れる上に、このハイサイドスイッチが交流発電機から直接、給電されるので、配線抵抗による電圧降下なしに発電電圧を界磁コイルに印加でき、界磁電流の増大により出力を増加することができる。一方、このハイサイドスイッチを断続する制御信号を生成するレギュレータの電圧制御回路部は、交流発電機の直流出力端から離れたイグニ  
20    ッションスイッチを通じて給電されるので、万が一、バッテリーが給電ラインから外れてロードダンプが発生した場合にこの電圧制御回路部に印加される高電圧（以下、ロードダンプ電圧という）が小さく、そのために、電圧制御回路部の各素子を低耐圧設計とすることができるので高集積化が可能となり、回路コストを低減することができる。

【0013】更に、電圧制御回路部から出力される制御信号をハイサイドスイッチ（スイッチングトランジスタ）に伝達する前置回路段がハイサイドスイッチと同様に、交流発電機から給電されるので、エミッタ接地の PNP バイポーラトランジスタ又はソース接地の PMOS トランジスタからなるスイッチングトランジスタを安定  
30    に駆動することができる。すなわち、前置回路段にイグニッションスイッチを通じて給電する場合において、前置回路段の電源電圧がイグニッションスイッチを通じての給電によりハイサイドスイッチのエミッタまたはソースに印加される発電電圧より低いと、ハイサイドスイッチのベース又はゲートがエミッタ又はソースより充分に低くなって、ハイサイドスイッチが常時オンしてしまう可能性が生じてしまう。

【0014】したがって、この第 1 の構成によれば、レ  
40    ギュレータの大部分を高信頼かつ低耐圧設計とすることができるにもかかわらず、発電機の出力向上を実現することができるという優れた効果を奏することができる。本発明の第 2 の構成によれば、電圧制御回路部の各トランジスタをハイサイドスイッチ及び前置回路段のトランジスタの耐圧より小さく設定するので、制御回路部の製造が容易となり、高集積化及び低コスト化を実現することができる。

【0015】本発明の第 3 の構成によれば、上記第 1 の構成において更に、前置回路段のトランジスタの耐圧を  
50    スイッチングトランジスタの耐圧と同等かより大きく設

定するので、ロードダンプ印加時のスイッチングトランジスタの破壊を防止することができる。

#### 【0016】

【実施例】以下、本発明の車両用交流発電機の出力電力制御装置の一実施例を図 1 を参照して説明する。1 は、車両用交流発電機で、電機子巻線 101 ~ 103、界磁巻線 104、及び交流出力を全波整流して直流出力に変換する為のダイオード 105 ~ 110 より構成される。2 は車両用交流発電機の出力電圧を所定電圧に制御する為の電圧制御装置である。3 は充電線、4 はイグニ  
10    ッションスイッチ、51、52 はヒューズ、6 はバッテリーである。B は発電機出力端子、F は界磁端子、E はアース端子、IG は電源端子である。

【0017】充電線 3 は発電機出力端子 B とバッテリー 6 の間を接続し、バッテリー充電電流や車両電気負荷（図示なし）への負荷電流を供給する為、比較的電流量の大きい線径（例えば 5 mm<sup>2</sup>）のものを使用する。イグニ  
20    ッションスイッチ 4 及びヒューズ 51 は直列接続されかつ、バッテリー 6 と電源端子 IG との間を接続している。車両用交流発電機 1 の界磁巻線 104 の一端は界磁端子 F に接続され、他端はアース端子 E に接続され、イグニッションスイッチ 4 が OFF で電圧制御装置 2 が作動していない状態で、界磁巻線 104 がアース電位即ち 0 V となる様に構成されている。

【0018】以下は電圧制御装置 2 の構成部品である。201 は界磁電流制御トランジスタ（本発明でいうスイッチングトランジスタ）であって、車両用交流発電機 1 の発電機出力端子 B と界磁端子 F との間に接続されており、界磁巻線 104 に流れる界磁電流を断続制御することにより発電機出力電圧を所定値に保つ。なお、界磁電  
30    流制御トランジスタ 201 は、PNP 型トランジスタか又は P チャンネル型電界効果トランジスタである。202 は界磁電流逆流ダイオードで界磁巻線 104 に並列接続されている。

【0019】203 は界磁電流制御トランジスタ 201 のベース電流を断続制御するベース駆動トランジスタであって、抵抗 210、204 とともに本発明でいう前置回路段を構成している。また、ベース駆動トランジスタ 203 の耐圧は、界磁電流制御トランジスタ 201 の耐  
40    圧と同等か高いトランジスタを選定してある。204 はベース抵抗で、界磁電流制御トランジスタ 201 のベースとベース駆動トランジスタ 203 のコレクタ間に接続されている。上記の様な 2 段増幅の構成で、界磁電流の断続制御をしている為、界磁電流制御トランジスタ 201 はダーリントン接続のトランジスタである必要はなく、シングルトランジスタを用いた方が ON 電圧の低減が図れ、界磁巻線 104 に流れる界磁電流を増加させる効果すなわち高励磁化のメリットがある。

【0020】すなわち、本実施例では、エミッタ接地の PNP バイポーラトランジスタからなる界磁電流制御ト  
50

ランジスタ201の制御を、単体かつ高耐圧のエミッタ接地のNPNバイポーラトランジスタを有するインバータ回路構成の前置回路段で構成しているため、トランジスタ201はダーリントン接続タイプとする必要はない。

【0021】205、206はトランジスタ、210～216は抵抗、220～223はツェナダイオード、230は比較器である。7は電圧制御回路部で、電圧制御装置2のうちで、界磁電流制御トランジスタ201、界磁電流還流ダイオード202、ベース駆動トランジスタ203、ベース抵抗204及び抵抗210、212、216を除いた素子から成り、かつ、界磁電流制御トランジスタ201に比べて比較的低耐圧のトランジスタ205、206を含む集積回路で構成されている。

【0022】ツェナダイオード（正確には定電圧ダイオード）220～223はトランジスタのコレクタ・ベース間をそれぞれショートしたものであって、ツェナ電圧は通常5～7V程度である。ツェナダイオード220～222はトランジスタ205のコレクタとアース端子Eとの間に直列に接続され、又、ツェナダイオード223は抵抗216を通じて電源端子IGから給電される内部電源ラインHLとアース端子Eとの間に接続され、内部電源ラインHLの定電圧化を行う。比較器230は非反転入力（+）端子、反転入力（-）端子、+電源端子、-電源端子及び出力端子を有し、非反転入力（+）端子が反転入力（-）端子を上回った時にHi信号を出力端子より出力する。+電源端子は定電圧化された内部電源ラインHLに、-電源端子はアース端子Eに接続されている。抵抗210及び211はそれぞれ界磁電流制御トランジスタ201及びベース駆動トランジスタ203のベース・エミッタ間に接続されたリーク補償抵抗である。抵抗212はベース駆動トランジスタ203のベース抵抗、抵抗213はトランジスタ205のベース抵抗、抵抗214、215は発電機出力端子Bの電圧を分圧して比較器230の非反転入力（+）端子に入力する為の分圧抵抗であり、そして抵抗216は、ツェナダイオード221によってクランプされる内部電源ラインHLと電源端子IGとの間に接続された負荷抵抗である。

【0023】上記構成の電圧制御装置の動作を以下に説明する。以下、車両用交流発電機1が発電してバッテリー6を充電するとともに車両電気負荷（図示せず）に電流を供給する最中に、充電線3が外れた場合を想定する。この時、充電線3の外れた位置が、発電機出力端子Bとすると、外れる直前までバッテリー6と車両電気負荷に供給していた電流は0Aとなる一方、界磁巻線104に流れていた界磁電流は即時に0Aとはならず、発電機出力端子Bには、発電メカニズムにより、過渡的高電圧である無負荷飽和電圧が発生する。

【0024】図2に示す如く、出力電圧制御装置2は発電機出力端子Bの電圧の急上昇に伴い、比較器230の

Hiレベル出力動作により界磁電流制御トランジスタ201を遮断するように動作するので、トランジスタ201は上記無負荷飽和電圧が発生すると同時にOFFし、界磁電流は界磁電流還流ダイオードを還流しながら徐々に減衰し、それにより無負荷飽和電圧も充電線3外れ直後の $V_{BP}$ をピークに徐々に減少する。

【0025】以上がロードダンプ発生メカニズムであるが、界磁電流制御トランジスタ201はロードダンプ発生中にOFF状態である必要があり、また、ブレークダウンしないことが望ましい。ブレークダウンした場合は、界磁電流が減衰せずに正帰還により、いずれ破壊に至る可能性がある。この実施例では、さらに界磁電流制御トランジスタ201のベース電流を駆動するベース駆動トランジスタ203の耐圧の設定に関して次の様に行うものである。すなわち、ベース駆動トランジスタ203は、界磁電流制御トランジスタ201をOFFさせる為には、OFFでかつブレークダウンしない事が必要である。従ってロードダンプが発生している間、ベース駆動トランジスタ203は最大電圧 $V_{BP}$ でブレークダウンしない耐圧とされている。

【0026】ここで、最大電圧 $V_{BP}$ でトランジスタがブレークダウンしない為のトランジスタ耐圧とロードダンプピーク電圧 $V_{BP}$ の関係は、まず界磁電流制御トランジスタ201の耐圧については、

【0027】

【数1】 $V_{BP} + V_F$  (202) < 界磁電流制御トランジスタ201の耐圧となる。ただし、 $V_F$  (202)は界磁電流還流ダイオード202の順方向電圧である。また、ベース駆動トランジスタ203の耐圧については、

【0028】

【数2】 $V_{BP} - V_{BE}$  (201) < ベース駆動トランジスタ203の耐圧となる。ただし、 $V_{BE}$  (201)は界磁電流制御トランジスタ201のベース・エミッタ間電圧である。この時、 $V_F$  (202)、 $V_{BE}$  (201)は1V程度で最大電圧 $V_{BP}$ に対し充分小さいので無視すると、

【0029】

【数3】

$V_{BP}$  < 界磁電流制御トランジスタ201の耐圧

$V_{BP} \leq$  ベース駆動トランジスタ203の耐圧

となる。即ち、最大電圧 $V_{BP}$ で界磁電流制御トランジスタ201がONもブレークダウンもしない為の条件となる。次に界磁電流制御トランジスタ201の耐圧とベース駆動トランジスタ203の耐圧の大小関係について考える。界磁電流制御トランジスタ201及びベース駆動トランジスタ203の耐圧は少なくとも同等に設定すれば問題ないが、望ましくは、ベース駆動トランジスタ203がブレークダウンすることで界磁電流制御トランジスタ201がONするよりは、界磁電流制御トランジスタ201自身がブレークダウンする方が駆動する界磁電

流が少ない。従って界磁電流制御トランジスタ 201 の耐圧よりベース駆動トランジスタ 203 の耐圧を大きく設定するのがより好ましい。一例として、ロードダンプピーク電圧  $V_{DP}$  を 150V 程度とすると、界磁電流制御トランジスタ 201 の耐圧は製造ばらつきを考慮して 200V 程度に設定し、さらにベース駆動トランジスタ 203 の耐圧も 200V 程度、好ましくは 250V 程度に設定するのが好適である。

【0030】一方、電流制御回路部 7 は低耐圧の集積回路で構成されている為、前述のベース駆動トランジスタ 203 を集積回路で構成する事は困難である。なぜなら、通常は集積回路は高集積化を第 1 目的として低耐圧となっているので、耐圧増大を図るとすると、集積度の低下及び製造プロセスの大幅な変更が必要となる。すなわち、ベース駆動トランジスタ 203 は単体の高耐圧トランジスタとして、集積化素子からは分離独立させるのが、全体として好ましい。

【0031】また、界磁電流制御トランジスタ 201 が PNP 型のシングルトランジスタの場合、そのベース電流は 100mA を超えてしまうことも、ベース駆動トランジスタ 203 を単体化する理由の一つである。次にロードダンプ発生時の電圧制御回路部 7 の作動について説明する。発電機出力端子 B の電圧を所定値に保つ為に発電機出力端子 B 電圧を分圧抵抗 214、215 による分圧点電位と基準電圧  $V_r$  とを比較する比較器 230 は、ロードダンプ発生により分圧点電位が基準電圧  $V_r$  を上回ったことを検出して、Hi 信号をトランジスタ 206 のベースに入力し、ON させる。これによりトランジスタ 205、ベース駆動トランジスタ 203 及び界磁電流制御トランジスタ 201 をオフさせる。

【0032】充電線 3 が外れた位置が発電機出力端子 B の場合、電源端子 IG にはロードダンプ電圧は印加されない為、トランジスタ 205 がオフした時、IG 端子を通じてバッテリー 6 からトランジスタ 205 のコレクタ・エミッタ間に印加される最大電圧はせいぜい 12~15V であるので、ロードダンプが発生してもブレイクダウンすることなく、ベース駆動トランジスタ 203 のベース電流を遮断する。

【0033】ところが、充電線 3 が外れた位置がバッテリー 6 の + 端子に近い位置である時、すなわちヒューズ 52 の溶断などの場合は、トランジスタ 205 のコレクタには充電線 3、ヒューズ 51、イグニッションスイッチ 4、電源端子 IG、更に抵抗 212 を通じて、一方エミッタにはアース端子 E 及び抵抗 211 を通して、コレクタ・エミッタ間にロードダンプ電圧が印加される。この場合の印加電圧がトランジスタ 205 の耐圧を上回ると、ブレイクダウンしてベース駆動トランジスタ 203 にベース電流を供給してオンしてしまうので、トランジスタ 205 がブレイクダウンする電圧より低い電圧でクランプできる様に、5~7V 程度のツェナ電圧を有する

ツェナダイオード 220~220 を 3 ケ直列に接続して、トランジスタ 205 のコレクタとアース端子 E 間に並列接続し、ブレイクダウン前にツェナダイオード 220~220 に電流をバイパスさせる。

【0034】尚、37 のツェナダイオード 220~222 でクランプできる電圧は通常使用電圧 (12~14V) より高く設定してあるので通常はブレイクダウンしていない。これにより、仮に電源端子 IG にロードダンプ電圧が印加されても界磁電流制御トランジスタ 201 を確実にオフさせることができる。

【0035】上記実施例の作用効果を以下にまとめて説明する。以上説明した通り、一端が接地された界磁コイルを有する車両用交流発電機の出力電力制御装置において、界磁電流制御トランジスタのベース電流駆動用のベース駆動トランジスタの耐圧を後段のトランジスタと同等かそれ以上とすることにより、ロードダンプに耐え得るハイスサイドスイッチ式レギュレータを実現することができる。

【0036】また、界磁電流制御トランジスタ 201 として、PNP シングルトランジスタを使用することで、界磁電流遮断時の界磁コイル 104 の電位をアース電位として被水時などの電食・腐食に対してその信頼性を確認することができ、更に B 端子から直接給電されるので、界磁電流を増加させるいわゆる高励磁化のメリットを得ることができる。

【0037】更に、電圧制御回路部 7 は、界磁電流制御トランジスタ 201 より低耐圧とし、高集積化を図っても、ロードダンプ発生時にベース駆動トランジスタ 203 を確実にオフさせて、ロードダンプに対する破壊を防止することができる。

(他の実施例) 界磁電流制御トランジスタ 201 として、P チャンネル型電界効果トランジスタを用いた場合、上記実施例と同様の動作で同様の作用効果を奏することができる。また、この時、ベース駆動トランジスタ 203 及びベース抵抗 204 は、PNP バイポーラトランジスタの時よりも小電流で済むために、電流駆動能力及び電流容量をダウンさせることができる。これにより、ベース抵抗での発熱も低減できるというメリットもある。

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明の車両用交流発電機の出力電力制御装置の回路図である。

【図 2】図 1 の車両用交流発電機の出力電力制御装置において充電線外れが生じた場合の発電電圧  $V_B$  及び界磁電流の時間変化を示すタイミングチャートである。

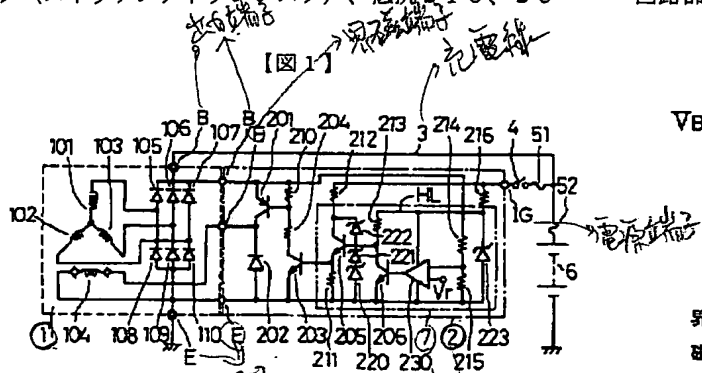
【図 3】従来の車両用交流発電機の出力電力制御装置の回路図である。

【図 4】従来の車両用交流発電機の出力電力制御装置の回路図である。

【符号の説明】

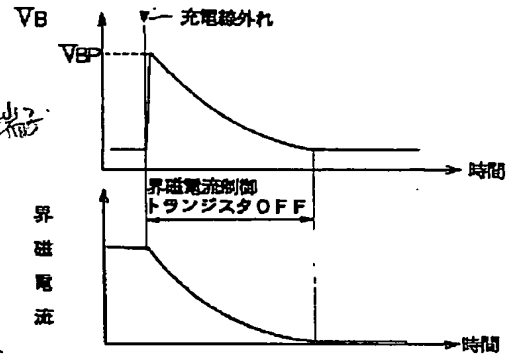
1は車両用交流発電機、201は界磁電流制御トランジスタ（スイッチングトランジスタ）、抵抗210、20

4及びトランジスタ203は前置回路段、7は電圧制御回路部。

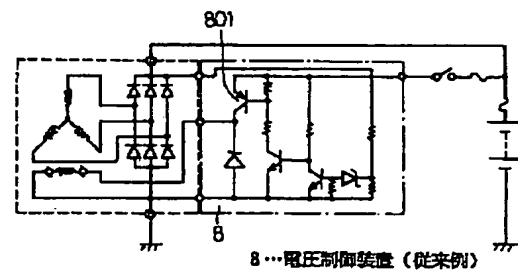


- 1…車両用交流発電機  
2…電圧制御装置  
3…充電線  
4…イグニッションスイッチ  
51, 52…ヒューズ  
6…バッテリー  
7…電圧制御回路部  
101~103…電機子巻線  
104…界磁巻線  
105~110…ダイオード  
201…界磁電流制御トランジスタ  
（スイッチングトランジスタ）  
202…界磁電流整流ダイオード  
203…ベース駆動トランジスタ  
204…ベース抵抗  
205, 206…トランジスタ  
210~216…抵抗  
220~223…ツェナダイオード  
230…比較器  
B…発電機出力端子  
F…電源端子  
E…アース端子

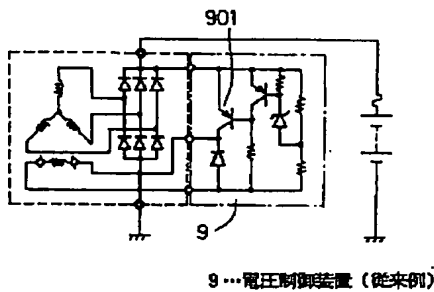
【図2】



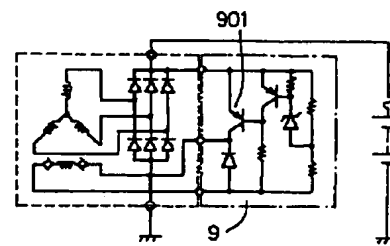
【図4】



【図3】



9…電圧制御装置（従来例）



9…電圧制御装置（従来例）





**\* NOTICES \***

JPO and NCIPi are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. \*\*\*\* shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

---

**CLAIMS**

---

[Claim(s)]

[Claim 1] The switching transistor which is constituted by the high side switch with which a high order edge consists of the PNP bipolar transistor or PMOS transistor connected to the direct-current outgoing end of the AC generator for cars, and carries out intermittence control of the energization current to the field winding of said AC generator, The front-end circuit stage for which electric power is supplied from the direct-current outgoing end of said AC generator for cars and which controls said switching transistor, The output power control unit of the AC generator for cars characterized by having the armature-voltage control circuit section for which electric power is supplied through an ignition switch, and which carries out intermittence control of the transistor of said front-end circuit stage.

[Claim 2] Pressure-proofing of each transistor which constitutes said control circuit section is the output power control unit of the AC generator for cars according to claim 1 set up smaller than pressure-proofing of the transistor of said high side switch and said front-end circuit stage.

[Claim 3] Pressure-proofing of the transistor of said front-end circuit stage is the output power control unit of whether to be equivalent to pressure-proofing of said switching transistor, and the AC generator for cars according to claim 1 set up more greatly.

---

[Translation done.]

**\* NOTICES \***

**JPO and NCIPi are not responsible for any damages caused by the use of this translation.**

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. \*\*\*\* shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

---

**DETAILED DESCRIPTION**

---

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[Industrial Application] This invention relates to the output power control unit of the AC generator for cars.

[0002]

[Description of the Prior Art] As a switching transistor which is intermittent in field current, the high side regulator using the high side switch which consists of a PNP transistor is proposed. For example, JP,55-10831,A and JP,54-178041,U indicate that the power supply terminal of an output power control device (henceforth a regulator) constitutes a switching transistor from a high side switch with which it consists of an PNP bipolar transistor in the regulator of the electric supply method (henceforth IG excitation method) to which electric power is supplied from a dc-battery in an ignition switch.

[0003] An example of IG excitation high side switch type regulator 8 which uses the PNP bipolar transistor 801 for drawing 3 as a switching transistor is shown. On the other hand, JP,39-1626,B, JP,54-124139,U, and JP,57-145541,A indicate that the power supply terminal of a regulator constitutes a switching transistor from a high side switch with which it consists of an PNP bipolar transistor in the regulator of the electric supply method (henceforth B direct excitation method) to which electric power is supplied from the direct-current outgoing end of an AC generator.

[0004] An example of B direct excitation high side switch type regulator 9 which uses the PNP bipolar transistor 901 for drawing 4 as a switching transistor is shown. Since the high side switch using the above-mentioned PNP bipolar transistor can ground the end of an exciting coil and can intercept that other end from electric supply Rhine with this high side switch, it has the outstanding advantage of being reliable.

[0005] The above-mentioned IG excitation high side switch type regulator The accident from which a dc-battery separates from electric supply Rhine and by which generation-of-electrical-energy energy is emitted to electric supply Rhine from a stator coil Since car electric load (electric loads of car daily use, such as an ignition load) absorbs the generation-of-electrical-energy energy emitted to electric supply Rhine even when (it is hereafter called load discharge) occurs The electrical potential difference of electric supply Rhine has the advantage that there is no need of not becoming a high voltage like no-load saturation voltage, therefore considering a regulator as a high proof-pressure design so much.

[0006] While the part using the generation-of-electrical-energy electrical potential difference of an AC generator as supply voltage of a regulator (usually arranged near the AC generator) and an electrical potential difference become high directly as compared with the above-mentioned IG excitation high side switch type regulator, the above-mentioned B direct excitation high side switch type regulator can reduce the voltage drop by wiring resistance, and has the advantage that field current can be reinforced.

[0007]

[Problem(s) to be Solved by the Invention] However, in the above-mentioned IG excitation high side switch type regulator, contrary to B direct excitation method, the supply voltage to which electric power is supplied by the regulator falls by various losses, and the part and exciting-current \*\*\*\*\* have the fault that a generation-of-electrical-energy current will fall.

[0008] On the contrary, in B direct excitation high side switch type regulator, contrary to IG excitation method, when electric supply Rhine separated from the direct-current outgoing end of an AC generator and load discharge occurred, there was a problem that no-load saturation voltage will be impressed to a regulator, for this reason since electric power was directly supplied to the regulator from the generator, if it was a high proof-pressure design and \*\*\*\*\*, there was a problem that there was nothing, about

regulator \*\*\*\*\*.

[0009] This invention is made in view of the above-mentioned trouble, the low proof-pressure design of a regulator and coexistence of the improvement in an exciting current are possible for it, and it sets it as the purpose to offer the output power control unit of the reliable AC generator for cars moreover.

[0010]

[Means for Solving the Problem] The 1st configuration of the output power control unit of the AC generator for cars of this invention The switching transistor which is constituted by the high side switch with which a high order edge consists of the PNP bipolar transistor or PMOS transistor connected to the direct-current outgoing end of the AC generator for cars, and carries out intermittence control of the energization current to the field winding of said AC generator, It is characterized by having the front-end circuit stage for which electric power is supplied from the direct-current outgoing end of said AC generator for cars and which controls said switching transistor, and the armature-voltage control circuit section for which electric power is supplied through an ignition switch and which carries out intermittence control of the transistor of said front-end circuit stage.

[0011] The 2nd configuration of this invention is further characterized by setting up smaller than pressure-proofing of the transistor of said high side switch and said front-end circuit stage pressure-proofing of each transistor which constitutes said armature-voltage control circuit section in the 1st configuration of the above. The 3rd configuration of this invention is further characterized by whether pressure-proofing of the transistor of said front-end circuit stage is equivalent to pressure-proofing of said switching transistor, and being set up more greatly in the 1st configuration of the above.

[0012]

[Function and Effect(s) of the Invention] the voltage drop by wiring resistance since according to the 1st configuration of this invention it excels in the dependability of a field coil upwards since the switching transistor for field current control of a regulator (output power control device of the AC generator for cars) consists of a high side switch, and electric power is directly supplied to this high side switch from an AC generator -- nothing -- a generation-of-electrical-energy electrical potential difference -- a field coil -- it can impress -- increase of field current -- an output -- it can increase . The armature-voltage control circuit section of the regulator which, on the other hand, carries out creation of the control signal which is intermittent in this high side switch Since electric power is supplied through the ignition switch which is separated from the direct-current outgoing end of an AC generator The high voltage (henceforth a load discharge electrical potential difference) impressed to this armature-voltage control circuit section when a dc-battery should separate from electric supply Rhine and load discharge should occur is [ therefore ] small. Since each component of the armature-voltage control circuit section can be considered as a low proof-pressure design, high integration becomes possible, and circuit cost can be reduced.

[0013] Furthermore, since electric power is supplied to the front-end circuit stage which transmits the control signal outputted from the armature-voltage control circuit section to a high side switch (switching transistor) from an AC generator like a high side switch, the switching transistor which consists of an PNP bipolar transistor of a grounded emitter or a PMOS transistor of a grounded source can be driven to stability. That is, if the supply voltage of a front-end circuit stage is lower than the generation-of-electrical-energy electrical potential difference impressed to the emitter or the source of a high side switch by the electric supply which leads an ignition switch when supplying electric power to a front-end circuit stage through an ignition switch, the base or the gate of a high side switch will become lower enough than an emitter or the source, and possibility that a high side switch always turns on will arise.

[0014] Therefore, according to this 1st configuration, in spite of being able to consider most regulators as high reliance and a low proof-pressure design, the outstanding effectiveness that the improvement in an output of a generator is realizable can be done so. According to the 2nd configuration of this invention, since each transistor of the armature-voltage control circuit section is set up smaller than pressure-proofing of the transistor of a high side switch and a front-end circuit stage, manufacture of the control circuit section becomes easy and high integration and low cost-ization can be realized.

[0015] Since it sets up more greatly whether it is still more equivalent to pressure-proofing of a switching transistor in pressure-proofing of the transistor of a front-end circuit stage in the 1st configuration of the above according to the 3rd configuration of this invention, destruction of the switching transistor at the time of load DADAMPU impression can be prevented.

[0016]

[Example] Hereafter, one example of the output power control unit of the AC generator for cars of this invention is explained with reference to drawing 1 . 1 is an AC generator for cars and consists of diodes 105-110 for carrying out full wave rectification of armature windings 101-103, a field winding 104, and

the ac output, and changing into a dc output. 2 is armature-voltage control equipment for controlling the output voltage of the AC generator for cars on a predetermined electrical potential difference. As for an ignition switch, and 51 and 52, for 3, a charge line and 4 are [ a fuse and 6 ] dc-batteries. For B, a generator output terminal and F are [ a grounding terminal and IG of a field terminal and E ] power supply terminals.

[0017] In order that the charge line 3 may connect between the generator output terminal B and dc-batteries 6 and may supply the dc-battery charging current and the load current to car electric load (with no illustration), it uses the thing of a wire size with comparatively large current capacity (for example, 5mm<sup>2</sup>). The series connection of an ignition switch 4 and the fuse 51 was carried out, and they have connected between power supply terminals IG with the dc-battery 6. The end of the field winding 104 of AC generator 1 for cars is connected to the field terminal F, and it connects with grounding terminal E, and the other end is constituted [ an ignition switch 4 is in the condition that armature-voltage control equipment 2 is not operating in OFF, and ] so that a field winding 104 may become ground potential, 0V [ i.e., ].

[0018] The following is the component part of armature-voltage control equipment 2. 201 is a field current control transistor (switching transistor as used in the field of this invention), and it connects between the generator output terminal B of AC generator 1 for cars, and the field terminal F, and it maintains generator output voltage at a predetermined value by carrying out intermittence control of the field current which flows to a field winding 104. in addition, the field current control transistor 201 -- an PNP mold transistor -- or it is a P channel mold field-effect transistor. Parallel connection of 202 is carried out to the field winding 104 for field current reflux diode.

[0019] 203 is a base drive transistor which carries out intermittence control of the base current of the field current control transistor 201, and constitutes the front-end circuit stage as used in the field of [ resistance / 210 and 204 ] this invention. Moreover, pressure-proofing of the base drive transistor 203 has selected pressure-proofing and the EQC of the field current control transistor 201, or the high transistor. 204 is base resistance and is connected with the base of the field current control transistor 201 between the collectors of the base drive transistor 203. Since intermittence control of field current is carried out with the configuration of the above two-step magnification, the field current control transistor 201 does not need to be a transistor of Darlington connection, and the direction which used the single transistor can aim at reduction of ON electrical potential difference, and it has the merit of the effectiveness, i.e., a raise in excitation, of making the field current which flows to a field winding 104 increasing.

[0020] That is, since it constitutes from this example in the front-end circuit stage of the inverter circuit configuration which has the NPN bipolar transistor of a grounded emitter of control of the field current control transistor 201 which consists of an PNP bipolar transistor of a grounded emitter of a simple substance and high pressure-proofing, it is not necessary to use a transistor 201 as the Darlington connection type.

[0021] As for resistance, and 220-223, for 205 and 206, a transistor, and 210-216 are [ zener diode and 230 ] comparators. 7 is the armature-voltage control circuit section, and consists of integrated circuits which consist of the component except the field current control transistor 201, the field current reflux diode 202, the base drive transistor 203, base resistance 204, and resistance 210, 212, and 216, and contain the transistors 205 and 206 of comparatively low pressure-proofing among armature-voltage control equipment 2 compared with the field current control transistor 201.

[0022] Zener diodes (correctly reference diode) 220-223 short-circuit between the collector bases of a transistor, respectively, and Zener voltage is usually about 5-7V. It connects with a serial between the collector of a transistor 205, and grounding terminal E, and zener diode 223 is connected between internal electrical power source Rhine HL to which electric power is supplied from a power supply terminal IG through resistance 216, and grounding terminal E, and zener diodes 220-222 perform constant-voltage-ization of internal electrical power source Rhine HL. A comparator 230 has a noninverting input (+) terminal, a reversal input (-) terminal, + power supply terminal, - power supply terminal, and an output terminal, and when a noninverting input (+) terminal exceeds a reversal input (-) terminal, it outputs Hi signal from an output terminal. + - power supply terminal is connected to grounding terminal E in internal electrical power source Rhine HL where the power supply terminal was constant-voltage-ized. Resistance 210 and 211 is leak compensation resistors connected between the base emitters of the field current control transistor 201 and the base drive transistor 203, respectively. Resistance 212 is partial pressure resistance for the base resistance of the base drive transistor 203 and resistance 213 pressuring the base resistance of a transistor 205 partially, and resistance 214 and 215 pressuring partially the electrical

potential difference of the generator output terminal B, and inputting into the noninverting input (+) terminal of a comparator 230, and resistance 216 is the load resistance connected between internal electrical power source Rhine HL and the power supply terminals IG which are clamped by zener diode 221.

[0023] Actuation of the armature-voltage control equipment of the above-mentioned configuration is explained below. The case where the charge line 3 separates in the midst which AC generator 1 for cars generates electricity, and charges a dc-battery 6 hereafter and which supplies a current to both car electric loads (not shown) is assumed. If the location from which the charge line 3 separated considers as the generator output terminal B at this time, while the current currently supplied to a dc-battery 6 and car electric load until just before separating will be set to 0A, in the generator output terminal B, the no-load saturation voltage which is a transitional high voltage generates the field current which was flowing to the field winding 104 according to a generation-of-electrical-energy mechanism, without 0A becoming immediately.

[0024] While it turns off at the same time the above-mentioned no-load saturation voltage generates a transistor 201, since it operates so that the output voltage control device 2 may intercept the field current control transistor 201 by Hi level output actuation of a comparator 230 with [ as shown in drawing 2 ] a sudden rise of the electrical potential difference of the generator output terminal B, and field current flows back field current reflux diode, it decreases gradually, and thereby, no-load saturation voltage also decreases gradually with a peak of VBP just behind charge line 3 blank.

[0025] Although the above is the mechanism of load discharge generating, as for the field current control transistor 201, it is desirable for it to be necessary to be in an OFF condition and, and not to carry out breakdown during load discharge generating. When breakdown is carried out, it may result in destruction someday by positive feedback, without field current declining. In this example, it carries out as follows about a setup of the pressure-proofing of the base drive transistor 203 which drives the base current of the field current control transistor 201 further. That is, the base drive transistor 203 needs to be OFF and not to carry out breakdown, in order to make the field current control transistor 201 turn off. Therefore, while load discharge has occurred, the base drive transistor 203 is considered as the pressure-proofing which does not carry out breakdown on the maximum electrical potential difference VBP.

[0026] Here, the relation between transistor pressure-proofing for a transistor not to carry out breakdown on the maximum electrical potential difference VBP and the load discharge peak voltage VBP is [0027] about pressure-proofing of the field current control transistor 201 first.

[Equation 1] It becomes pressure-proofing of the  $VBP + VF < (202)$  field current control transistor 201. However, VF (202) is the forward voltage of the field current reflux diode 202. Moreover, about pressure-proofing of the base drive transistor 203, it is [0028].

[Equation 2] It becomes pressure-proofing of the  $VBP - VBE(201) < \text{base drive transistor 203}$ . However, VBE (201) is the electrical potential difference between base emitters of the field current control transistor 201. At about 1V, VF (202) and VBE (201) are [0029], when it ignores [ as opposed to / at this time / the maximum electrical potential difference VBP ], since it is small enough.

[Equation 3]

It becomes pressure-proofing of the proof-pressure  $VBP \leq \text{base drive transistor 203}$  of the  $VBP < \text{field current control transistor 201}$ . That is, it becomes conditions for the field current control transistor 201 to carry out neither ON nor breakdown on the maximum electrical potential difference VBP. Next, the size relation between pressure-proofing of the field current control transistor 201 and pressure-proofing of the base drive transistor 203 is considered. Although pressure-proofing of the field current control transistor 201 and the base drive transistor 203 is satisfactory if it sets up equally at least, there is little field current which the direction field current control transistor 201 self carries out [ the direction ] breakdown drives rather than the field current control transistor 201 turns on desirably because the base drive transistor 203 carries out breakdown. Therefore, it is more desirable to set up greatly pressure-proofing of the proof-pressure twist base drive transistor 203 of the field current control transistor 201. As an example, if load discharge peak voltage VBP is made into about 150V, pressure-proofing of the field current control transistor 201 is set as about 200V in consideration of manufacture dispersion, and it is still more suitable a 200V grade and to also set pressure-proofing of the base drive transistor 203 as about 250V preferably.

[0030] On the other hand, since the current control circuit section 7 consists of integrated circuits of low pressure-proofing, it is difficult the section to constitute the above-mentioned base drive transistor 203 from an integrated circuit. Because, since the integrated circuit serves as low pressure-proofing by setting high integration as the 1st purpose, supposing it aims at proof-pressure increase, the fall of a degree of integration and large modification of a manufacture process are usually needed. That is, as for the base

drive transistor 203, it is desirable as a high proof-pressure transistor of a simple substance to make it gain separate independence from an integration component as a whole.

[0031] Moreover, when the field current control transistor 201 is a single transistor of an PNP mold, the base current is one of the reasons exceeding 100mA also simple-substance-izes the base drive transistor 203. Next, actuation of the armature-voltage control circuit section 7 at the time of load discharge generating is explained. The comparator 230 which compares partial pressure point potential and reference voltage  $V_r$  according a generator output terminal B electrical potential difference to the partial pressure resistance 214 and 215 in order to maintain the electrical potential difference of the generator output terminal B at a predetermined value detects that partial pressure point potential exceeded reference voltage  $V_r$  according to load discharge generating, and makes the base of a transistor 206 input and turn on Hi signal. Thereby, a transistor 205, the base drive transistor 203, and the field current control transistor 201 are made to turn off.

[0032] The base current of the base drive transistor 203 is intercepted without carrying out breakdown, even if load discharge occurs since a load discharge electrical potential difference is not impressed to a power supply terminal IG, and the maximum electrical potential differences impressed between the collector emitters of a transistor 205 from a dc-battery 6 through an ignition switch terminal are 12-15V at most when a transistor 205 turns off when the location from which the charge line 3 separated is the generator output terminal B.

[0033] However, when the location from which the charge line 3 separated is a location near + terminal of a dc-battery 6, on the other hand, as for the cases, such as fusing of a fuse 52, a load discharge electrical potential difference is impressed to the collector of a transistor 205 between collector emitters through grounding terminal E and resistance 211 at an emitter through the charge line 3, a fuse 51, an ignition switch 4, a power supply terminal IG, and also resistance 212. If the applied voltage in this case exceeds pressure-proofing of a transistor 205, since breakdown is carried out and base current is supplied and turned on to the base drive transistor 203, the zener diodes 220-220 which have about [ 5-7V ] Zener voltage are connected to a three-piece serial, parallel connection is carried out between the collector of a transistor 205, and a grounding terminal E, and zener diodes 220-220 are made to bypass a current before breakdown so that it can clamp on an electrical potential difference with a transistor 205 lower than the electrical potential difference which carries out breakdown.

[0034] In addition, since it has usually set up more highly than service voltage (12-14V), breakdown of the electrical potential difference which can be clamped with the zener diodes 220-222 of 37 has not usually been carried out. Even if a load discharge electrical potential difference is impressed to a power supply terminal IG by this, the field current control transistor 201 can be made to certainly turn off.

[0035] The operation effectiveness of the above-mentioned example is explained collectively below. In the output power control device of the AC generator for cars which has the field coil with which the end was grounded, the high side switch type regulator which can be equal to pressure-proofing of the base drive transistor for the base current drive of a field current control transistor at load discharge by whether it is equivalent to a latter transistor and carrying out to more than it is realizable as explained above.

[0036] Moreover, since the dependability can be checked to the electric corrosion and corrosion at the time of water-ed etc. by making potential of the field coil 104 at the time of field current cutoff into ground potential and electric power is further supplied directly from a battery terminal by using an PNP single transistor as a field current control transistor 201, the so-called merit of a raise in excitation to which field current is made to increase can be obtained.

[0037] Furthermore, even if the armature-voltage control circuit section 7 considers as low pressure-proofing and attains high integration from the field current control transistor 201, it can make the base drive transistor 203 certainly able to turn off at the time of load discharge generating, and can prevent the destruction to load discharge.

(Other examples) As a field current control transistor 201, when a P channel mold field-effect transistor is used, the same operation effectiveness can be done so in the same actuation as the above-mentioned example. Moreover, since the base drive transistor 203 and base resistance 204 can be managed with a small current rather than the time of an PNP bipolar transistor at this time, current drive capacity and current capacity can be brought down. Thereby, there is also a merit that generation of heat by base resistance can also be reduced.

---

[Translation done.]

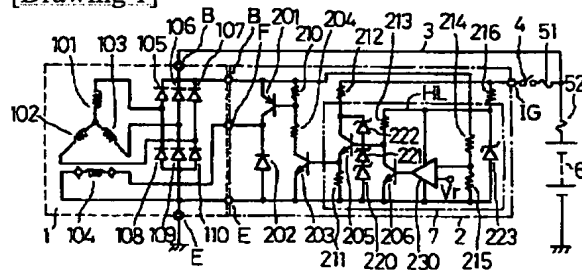
## \* NOTICES \*

JPO and NCIPi are not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. \*\*\*\* shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

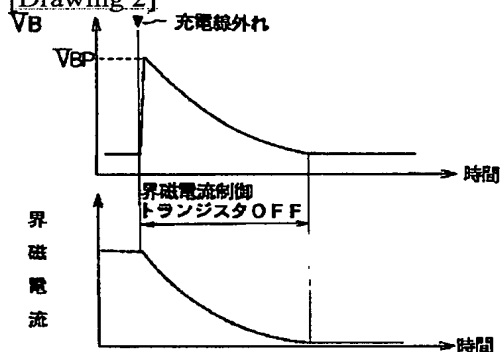
## DRAWINGS

[Drawing 1]

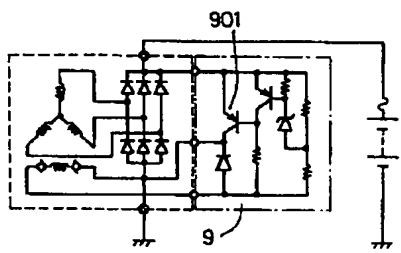


- 1...車両用交流発電機
- 2...電圧制御装置
- 3...充電線
- 4...イグニッションスイッチ
- 51, 52...ヒューズ
- 6...バッテリー
- 7...電圧制御回路部
- 101~108...電機子巻線
- 104...界磁巻線
- 105~110...ダイオード
- 201...界磁電流制御トランジスタ  
(スイッチングトランジスタ)
- 202...界磁電流逆流ダイオード
- 203...ベース駆動トランジスタ
- 204...ベース抵抗
- 205, 208...トランジスタ
- 210~216...抵抗
- 220~223...ツェナダイオード
- 230...比較器
- B...発電機出力端子
- IG...電源端子
- F...界磁端子
- E...アース端子

[Drawing 2]

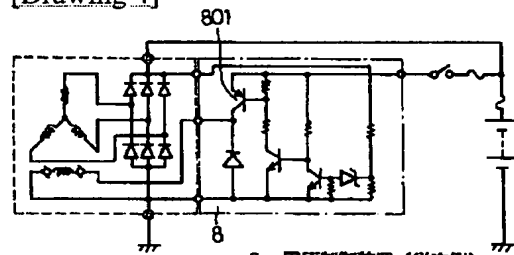


[Drawing 3]

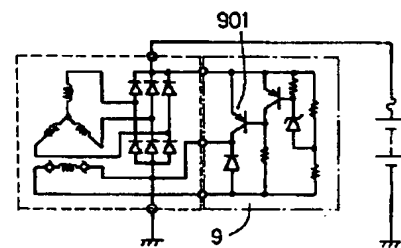


9...電圧制御装置 (従来例)

[Drawing 4]



8...電圧制御装置 (従来例)



9...電圧制御装置 (従来例)

[Translation done.]